

# BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

**PRIORITY DOCUMENT**  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)



REC'D 04 MAR 2003

WIPO

PCT

## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 102 13 987.3

**Anmeldetag:** 27. März 2002

**Anmelder/Inhaber:** Robert Bosch GmbH, Stuttgart/DE

**Bezeichnung:** Einrichtung für insbesondere bistatische  
anwendungen

**IPC:** G 01 S 13/10

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 17. Februar 2003  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident

Im Auftrag

Weihmayer

27.03.02 Sk/Pz

5

ROBERT BOSCH GMBH, 70442 Stuttgart

10

Einrichtung für insbesondere bistatische Radaranwendungen

Stand der Technik

15

Die Erfindung betrifft eine Einrichtung für insbesondere bistatische Radaranwendungen.

20

Die bis heute geltende prinzipielle Funktionsweise von Pulsradaren zur Abstands- und Geschwindigkeitsmessung von Objekten wurde bereits 1938 von Col. William Blair vom US Signal Corps beschrieben. Durch Pulsmodulation eines Mikrowellenträgers wird periodisch mit der Pulswiederholrate (Pulse Repetition Frequency PRF) ein Signal einer definierten Pulsdauer  $T_p$  gesendet. Das von einem Objekt reflektierte Signal wird im Empfänger ins Basisband herabgesetzt. Durch Auswertung des Basisband-Signals wird die Signal-Laufzeit  $T$  und eventuell die Signal-Dopplerverschiebung  $f_D$  ermittelt. Aus der Laufzeit  $T$  folgt die Objekt-Sensor-Schräg-Entfernung  $R$  schließlich mit der Lichtgeschwindigkeit  $c$  aus  $R=c \cdot T/2$ , und die Objekt-Relativ-Geschwindigkeit  $v$  mit der Trägerfrequenz  $f_C$  aus  $v=c/2 \cdot f_D/f_C$ .

30

Übliche Pulsradar-Systeme verwenden folgende Betriebsarten:

LPRF (Low PRF):

35

Pulsradare mit derart niedriger Pulswiederholfrequenz PRF, dass stets eine eindeutige Messung bis zum größten gewünschten Objekt-Abstand möglich ist. Treten Geschwindigkeiten auf, die zu  $f_D$  größer  $PRF/2$  führen können, ist die Geschwindigkeitsbestimmung aber nicht mehr eindeutig.

#### HPRF (High PRF):

Betrieb mit einer so hohen Pulswiederholfrequenz, dass stets die Geschwindigkeitsbestimmung im gesamten relativen Geschwindigkeitsbereich eindeutig ist. Die Entfernungsmessung ist nur dann eindeutig, falls alle Objekte im Erfassungsbereich ausschließlich kleinere Abstände als  $c/(2 \cdot PRF)$  zu den Sensoren haben.

#### PRF Staffelung (staggered PRF):

Zur Vermeidung von sogenannten Blindgeschwindigkeiten, die bei konstanter PRF entstehen, oder zur Einebnung des bei konstanter PRF gegebenen Linienspektrums des Sendesignals, z.B. zur verbesserten Störunterdrückung, wird auch mit Pulspause-Intervallen variabler Länge gearbeitet (Variable Interpulse Period VIP).

#### Kohärente Abmischung:

Zur Herabsetzung des Empfangssignals ins Basisband mischt der Empfänger üblicherweise das Empfangssignal mit einer Kopie des Sendesignals. Die Kopie kann, bei räumlicher Nähe von Sender und Empfänger, eventuell vom gleichen Oszillator wie das Sendesignal oder von einem zweiten empfängereigenen Oszillator abgeleitet werden. Je nachdem, ob zwischen den Phasen des Empfangssignals und dessen Kopie von Puls zu Puls eine regellose Beziehung existiert oder nicht spricht man von nicht-kohärenter oder kohärenter Abmischung. Die kohärente Abmischung gestattet eine genaue Doppler-, bzw. Geschwindigkeitsbestimmung. Um die gewünschte Kohärenz zu

erreichen, muß meist aber ein hoher Aufwand zur Synchronisation der Phasen getrieben werden (Einsatz von z.B. Lockpuls-Verfahren oder digitalen Detektoren der Sendephase). Nicht kohärente Verfahren werden meist dann herangezogen, wenn keine oder nur eine ungenaue Geschwindigkeitsmessung gefordert wird.

Monostatisch, Bistatisch:

Sind Sende- und Empfangsantenne „deutlich“ voneinander räumlich entfernt und werden das Sendesignal und dessen Kopie zur Abmischung von verschiedenen Oszillatoren abgeleitet, spricht man üblicherweise von bistatischen Radarsystemen, im Gegensatz zu monostatischen.

Pulskompressionen:

Die Erzielung einer minimalen Reichweite eines Pulsradars erfordert eine minimale Gesamtenergie, die von einem Objekt reflektiert und von Empfänger aufintegriert werden muß. Bei vorgegebener Pulswiederholrate, begrenzter Spitzenleistung des Senders und begrenzter zulässiger Integrationszeit kann die Energie nur noch durch Verlängerung der Pulsdauer vergrößert werden. Andererseits bestimmt die Korrelationsdauer (Breite der Autokorrelationsfunktion) eines Pulses die erreichbare Auflösung eines Pulsradars. Durch pulsinterne Modulation/Codierung, auch Pulskompressionsverfahren genannt, können theoretisch die Korrelationsdauer (die Auflösung) und Pulsdauer (Energie und mittlere Leistung und damit instrumentierte Reichweite) unabhängig voneinander festgelegt werden. Übliche Kompressionsverfahren sind lineare oder nichtlineare Frequenzmodulation, sowie Biphasen- oder Mehrphasenmodulation.

Aus der Literatur ist bekannt, dass die unterschiedlichsten Kombinationen und Mischformen der oben genannten Verfahren zur Anwendung kommen.

5 Anwendungsgebiete von Pulsradaren:

Monostatische Pulsradare:

Insbesondere im Militärbereich und bei der zivilen Luftraum-  
Überwachung kommen zur Messung großer Abstände und zum Teil  
10 hoher Geschwindigkeiten häufig monostatische Pulsradare mit  
großer Sendeleistung und Antennenrichtwirkung  
(Strahlbündelung) zum Einsatz. Häufig wird ein Range- und  
Azimuth-Scan durchgeführt, sowie eine relativ aufwendige  
Dopplerverarbeitung (MTI, MTD Verfahren), sowie in der Regel  
15 Pulscodierung/-Kompression, z.B. Chirp und Modulation der  
PRF (VIP, staggered PRF) angewendet.

Bistatische Pulsradare:

Bistatische Pulsradare sind fast ausnahmslos im  
20 Militärbereich, in der Astronomie und in der Meteorologie zu  
finden, bei denen große Objekt-Entfernungen bei großen  
Sender- und Empfänger-Distanzen (Baselines z.B. im Bereich  
hunderter von Kilometern) vorliegen. An die Komponenten  
solcher bistatischen Radare werden meist hohe Anforderungen  
gestellt, insbesondere wegen der notwendigen zeitlichen  
Synchronisation der Sensoren (Pulssynchronisation für  
Entfernungsmessung, Phasensynchronisation für  
Geschwindigkeitsmessung (Doppler)) über große räumliche  
Distanzen. Zudem gilt die erforderliche synchronisierte  
30 Ausrichtung der Blickrichtungen und gegebenenfalls  
Berücksichtigung von Plattform-Bewegungen als schwierig.

Low-Cost Pulsradare:

Mikrowellen-Pulsradare werden zunehmend bei Anwendungen  
35 eingesetzt, bei denen Objekte in kleinen Distanzen mit

niedriger Sendeleistung und breitem Sichtbereich erfaßt werden sollen und zudem niedrige Kosten gefordert werden, z.B. Türöffner, Raumüberwachung, Kfz-Umfelderfassung. Hierbei werden häufig monostatische LPRF Verfahren, nicht-  
5 kohärente Abmischung, keine Pulskompression oder eventuell Pulskompression mit Biphasenmodulation eingesetzt. Im Gegensatz zu militärischen Radaranlagen oder Luftraum-Überwachungsradaren werden bei den Low-Cost-Pulsradaren selten hochwertige Komponenten, sondern eher z.B.  
10 Oszillatoren mit geringer Frequenz-Stabilität, Mixer und LNAs mit geringer Bandbreite und hoher Rauschzahl eingesetzt.

#### Vorteile der Erfindung

15 Mit den Maßnahmen der Erfindung ist eine Kreuzecho-Detektion und -Abstandsmessung bei bistatischen Pulsradaren also räumlich getrennten Sende- und Empfangssensoren und Trägerfrequenz-Oszillatoren möglich, wobei an beiden  
20 Trägerfrequenz-Oszillatoren eines jeden Senders/Empfänger-Paares, im Gegensatz zu üblichen bistatischen Systemen, freilaufend betrieben werden können, das heißt nicht notwendigerweise durch aufwendige Maßnahmen frequenz- oder phasensynchronisiert werden müssen.

Die erfindungsgemäße Einrichtung unterscheidet sich von üblichen bistatischen Radaranwendungen insbesondere durch eine zeitsynchrone Pulsmodulation bei Sende- und  
Empfangssensoren.

30 Die Erfindung ist vorteilhaft im Zusammenhang mit einer Pulswiederholrate verwendbar, die gemäß dem LPRF Verfahren gewählt wird, insbesondere eine Pulswiederholrate, die nur langsam zeitlich veränderlich oder stückweise zeitlich  
35 konstant gewählt wird.

Damit ist ein bistatisches Pulsradar auch im Low-Cost Bereich bei kleinen Sendeleistungen zur Messung kleiner Kreuzecho-Abstände (bei kleinen Baselines) bei nicht  
5 hochwertigen Komponenten realisierbar. In Pulsradar-Arrays können damit Direkt- und Kreuzecho-Abstände gleichzeitig gemessen werden. Die zusätzlichen Kreuzecho-Abstände erhöhen die räumliche Abtastung des Sensorumfeldes, können zur Klassifikation von Objektkonturen herangezogen werden und  
10 erhöhen die Redundanz der Sensorinformationen.

Die zeitsynchrone Pulsmodulation der Träger von Nachbarsensoren und Mischung von Sende- und Empfangssignalen resultiert in „Spiegel-Signalen“ mit Frequenzanteilen  
15 unterhalb der halben Pulswiederholrate PRF, im Folgenden „Kreuzecho-Doppler“ genannt. Die Mittenfrequenz dieses Kreuzecho-Dopplers kann mit der Pulswiederholrate PRF eingestellt werden. Die Mischung des Kreuzecho-Dopplers liefert ein kontinuierliches NF-Signal womit eine Kreuzecho-  
20 Detektion und -Abstandsmessung möglich ist.

Zusätzlich zur beschriebenen Durchführung kann eine Pulskompression durchgeführt werden. Ebenso ist ein Puls-Jitter möglich, sofern dieser derart erzeugt wird, dass er für beiden Sensoren synchron ist und der Kreuzecho-Doppler, in Bezug auf die anschließende Auswerteeinheit noch genügend bandbegrenzt ist.

#### Zeichnungen

30 Anhand der Zeichnungen werden Ausführungsbeispiele der Erfindung erläutert. Es zeigen  
Figur 1 ein zeitsynchron gesteuertes Pulsradar Sender-Empfänger-Paar,

Figur 2 ein Leistungsdichte-Spektrum der gemischten, un gepulsten Träger von Nachbarsensoren,

Figur 3 ein Leistungsdichte-Spektrum der gemischten, gepulsten Träger von Nachbarsensoren bei vernachlässigbarer Pulsdauer,

Figur 4 das Leistungsdichte-Spektrum der gemischten, gepulsten Träger von Nachbarsensoren bei nicht vernachlässigbarer Pulsdauer,

Figur 5 das Leistungsdichte-Spektrum eines realen  $I(Q)$ -Signals bei Kreuzecho-Empfang,

Figur 6 eine Kreuzecho-Dopplerregelung und -Auswertung bezüglich einer Ausführungsvariante mit niedrigem Aufwand,

Figur 7 eine Kreuzecho-Dopplerregelung und -Auswertung bezüglich einer Ausführungsvariante mit mittlerem Aufwand (Spectrum-Analyzer-Prinzip)

Figur 8 eine Kreuzecho-Dopplerregelung und -Auswertung bezüglich einer Ausführungsvariante mit höherem Aufwand (Hörsch-Prinzip),

Figur 9 zwei Sende- und Empfangssensoren mit Darstellung der Direktechos und Kreuz-Dopplerechos sowie des Kreuzecho-Rangeskans.

#### Beschreibung von Ausführungsbeispielen

Figur 1 zeigt Ausschnitte von zwei einfachen, gewöhnlichen Pulsradar-Sensoren 11, 12, von denen der obere Sensor 11 als Sender (Tx), der untere Sensor 12 als Empfänger (Rx) arbeitet. Die Sensoren erzeugen mit ihren jeweiligen Trägerfrequenz-Oszillatoren 21, 22 Trägersignale  $x_1$  und  $x_2$  mit individuellen Trägerfrequenzen  $f_{LO1}$  und  $f_{LO2}$ . Diese Trägersignale werden vorzugsweise von derselben Pulsquelle 3 mit der 0-1 Pulsfolge  $p$  moduliert, das heißt mittels der Modulatoren 51, 52 werden den Ausgangssignalen der Trägerfrequenz-Oszillatoren Pulse aufgeprägt. Es kann natürlich jedem der Sensoren 11, 12 auch eine separate



Pulssignalquelle 3 zugeordnet sein. Dann ist jedoch eine Synchronisation dieser Pulssignalquellen untereinander erforderlich. Dies kann entweder durch eine Verbindungsleitung oder andernfalls durch Rückgewinnung der Sende-PRF aus dem Empfangssignal und Kompensation des Phasenversatzes geschehen. Die Ermittlung des Phasenversatzes ist durch Ausnutzung von Redundanz möglich, da aufgrund der Umkehrbarkeit der Signallaufwege ( $S_{11} \leftrightarrow S_{12}$ ) normalerweise immer zwei Kreuzecho- und eventuell noch zusätzlich vorhandene Eigenechomessungen eines Objektes zur Verfügung stehen (z.B. sei:  $\Delta$ =Phasenvorlauf von Pulssignalquelle 1 zu Pulssignalquelle 2;  $\text{tofK}$ ; Kreuzecholaufzeit von  $S_{11}$  zu Objekt K nach  $S_{12}$  bzw. Rückrichtung;  $\text{tofK}_{12}$ : Kreuzechomessung von  $S_{11}$  nach  $S_{12}$  relativ zu Pulssignalquelle 2;  $\text{tofK}_{21}$ : Kreuzechomessung von  $S_{12}$  nach  $S_{11}$  Pulssignalquelle 1; dann gilt:  
 $\text{tofK} = \text{tofK} - \Delta$  und  $\text{tofK} = \text{tofK}_{21} + \Delta \rightarrow \Delta = (\text{tofK}_{12} - \text{tofK}_{21}) / 2 \rightarrow$   
 $\text{tofK} = (\text{tofK}_{12} + \text{tofK}_{21}) / 2$ . Das abgestrahlte Signal des Senders wird nach Reflexion an einem Objekt nach der Laufzeit (Time-of-Flight  $\text{tof}$ ) vom Empfänger aufgenommen. Der Empfänger verzögert mit einer Verzögerungsschaltung/Verzögerungsleitung 6 die Pulsfolge  $p$  um die Verzögerungszeit  $\tau$ . Entspricht die eingestellte Verzögerung  $\tau$  der Laufzeit  $\text{tof}$ , ergibt sich am Ausgang des Mixers 7, dem ein Sendesignal einerseits und andererseits ein Empfangssignal zuführbar ist, bedingt durch die zeitsynchrone Pulsmodulation, das Signal  $m = p \cdot x_1 \cdot x_2$  falls  $\tau = \text{tof}$ .

Dieses (ideale) Mischsignal wird beispielsweise in einer Auswerteeinrichtung 4 vom nachfolgenden reellen Verstärker 8 und vom realen Mischer 7 selbst tiefpassgefiltert. Am Ausgang des Verstärkers bzw. Impedanzwandlers steht dann das I-Signal und im Falle eines zweiten Mixers, der mit dem

90° phasenversetzten Träger arbeitet, auch ein Q-Signal zur weiteren NF-Signalverarbeitung zur Verfügung. Im Folgenden wird beschrieben, welches Spektrum sich für das I(Q)-Signal ergibt.

5

10

15

20

30

1. Die Mischung (Multiplikation) der un gepulsten Träger, siehe  $x_1$  und  $x_2$  in Figur 1, zweier Nachbarsensoren mit der mittleren Differenzfrequenz  $df = f_{L01} - f_{L02}$  würde zu einem Spektrum mit bandbegrenzten Anteilen um  $df = f_{L01} - f_{L02}$  und  $f_{L01} + f_{L02}$  führen (Figur 2). Der Summenanteil kann wegen des Tiefpassverhaltens von Mischer 7 und Verstärker 8 im Folgenden vernachlässigt werden. Die Breite des verbleibenden Spektralanteils um  $df$  ist durch die Kurzzeit-Frequenzstabilität der Trägerfrequenz-Oszillatoren während der Pulsintegrationszeit bestimmt. Wesentlich ist, dass ein solches bandbegrenztes Spektrum auch bei nicht frequenz- oder phasensynchronisierten Oszillatoren entsteht.

2. Die Pulsmodulation des Produktes  $x_1 \cdot x_2$ , die schließlich zum idealen Mischsignal  $m$  führt, entspricht einer Abtastung, wobei die Abtastfrequenz durch die eingestellte Pulswiederholrate PRF des Pulsgenerators gegeben ist. Im Spektrum führt eine Idealabtastung ( $\delta$ -Abtastung) aber zur periodischen Fortsetzung des Spektrums des abgetasteten Signals. Es würde also das um  $df$  verteilte Spektrum je zwei mal in die Frequenzintervalle  $[z \cdot PRF, (z+1) \cdot PRF]$ , wobei  $z$  eine ganze Zahl ist, gespiegelt (Figur 3). Man beachte, dass immer, also auch bei der Differenzfrequenz  $df$ , die wesentlich größer als die Pulswiederholrate PRF ist (also bei Unterabtastung), ein bandbegrenztes Signal im Frequenzbereich  $[0, PRF/2]$  entsteht. Die Mittenfrequenz  $f_a$  des „Spiegel-Signals“ in  $[0, PRF/2]$  und die Differenzfrequenz  $df$  hängen dabei gemäß

$$df = n \cdot PRF \pm f_a \quad (1)$$

zusammen, wobei  $n \in \mathbb{N}_0$  (ganzzahliger Teiler zwischen  $df$  und PRF). Eine ideale Abtastung liegt näherungsweise vor, wenn die Pulsdauer sehr klein gegenüber der kleinsten Periodendauer des abgetasteten Signals ist, das heißt  $T_p \ll 1/df$ , ist. Ist dies nicht der Fall, fallen die Amplituden der wiederholten Spektralanteile mit einer Einhüllenden ab, die durch die Pulsform und die nicht vernachlässigbare Pulsdauer definiert ist (Figur 4). Bei einem Rechteckimpuls der Länge  $T_p$  ist die Einhüllende beispielsweise ein  $\sin x/x$  Verlauf mit der ersten Nullstelle bei  $1/T_p$ .

3. Das Spektrum des realen IQ-Signals, fällt oberhalb der Grenzfrequenz von Mischer und Verstärker/Impedanzwandler, die in aller Regel wesentlich kleiner als die Differenzfrequenz  $df$  sind, deutlich ab und ähnelt im allgemeinen einem in Figur 5 gezeigten Verlauf. Dieser, durch ein Kreuzecho im  $I(Q)$ -Signal entstehende begrenzte Signalanteil mit seinen ~~wiederholten~~ Frequenzanteilen unterhalb PRF/2 wird im Folgenden Kreuzecho-Doppler genannt. Ein Direktecho eines sich extrem schnell bewegendes Objektes mit zugehörigen Dopplerfrequenzen um  $f_D = df$  würde zu einem ähnlichen Signal führen.

4. Man beachte, dass die Spiegelfrequenz  $f_a$  des Kreuzecho-Dopplers mit der vorgebbaren Pulswiederholffrequenz PRF (bei langsam veränderlicher Zeitfrequenz  $df$ ) gemäß (1) stets auf einen gewünschten Wert eingestellt werden kann. Insbesondere ist es möglich, durch gezielte Einstellung der PRF einerseits sicher zu stellen, dass die Spiegelfrequenz  $f_a$  stets unterhalb der Grenzfrequenz von Mischer und Verstärker liegt. Andererseits kann bei parallelem Empfang von Direktechos des Sensors dafür gesorgt werden, dass die Spiegelfrequenz  $f_a$  stets oberhalb der maximalen Dopplerfrequenz  $f_{Dmax}$  liegt. Dies kann als „Frequenz-Multiplex“-Nutzung des  $I(Q)$ -Signals aufgefasst werden, bei

dem Direktechos und Kreuzechos in voneinander getrennten Frequenzbereichen liegen.

5 Wesentliche Voraussetzung für eine eindeutige Trennung ist natürlich, dass die Lokaloszillatoren so kurzzeitfrequenzstabil sind, dass die Bandbreite von  $x_1 \cdot x_2$  stets kleiner als  $PRF/2 - f_{Dmax}$  ist.

10 5. Der Teiler  $n$  und die Spiegelfrequenz  $f_a$  charakterisieren die momentane Differenzfrequenz eines Sensorpaares bei dem Kreuzecho-Empfang besteht. Damit ist bei Sensorarrays mit mehr als 2 Sensoren, bei denen die Differenzfrequenzen aller relevanten Sensorpaare signifikant voneinander abweichen, eine Senderidentifikation auch bei parallelem Empfang  
15 mehrerer Kreuzechos möglich.

Die erfindungsgemäße Einrichtung ist insbesondere durch folgende Merkmale charakterisiert:

- 20 - Synchronisierte Pulsansteuerung (Verbindungsleitung oder durch Rückgewinnung der Sender-PRF aus dem Empfangssignal und Kompensation des Phasenversatzes)
- Nutzung des Kreuzecho-Dopplers in I, Q- oder davon abgeleiteten Signalen unterhalb von  $PRF/2$
- Steuerung/Regelung der Mittenfrequenz  $f_a$  des Kreuzecho-Dopplers durch PRF-Änderung

Durch diese Ausgestaltung ergeben sich folgende Vorteile/Möglichkeiten:

- 30 - Leistungsmessung (o.ä., z.B. Amplitude, Quasi-Peak, etc.) des Kreuzecho-Doppler liefert kontinuierliches NF-Signal für Kreuzecho-Detektion und -Abstandsmessung
- zur digitalen Weiterverarbeitung kostengünstige Abtastung des NF-Leistungssignals mit kleinen Abtastraten (bestimmt durch Objekt-Sensor-Dynamik und Scangeschwindigkeit) möglich  
35

- Kreuzechos können parallel zu Direktechos ausgewertet werden, da der Kreuzecho-Doppler im I, Q-Signal mit der PRF in separatem Frequenz-Bereich platziert wird (Freq-Multiplex-Betrieb)

5 - Eine aufwendige Phasensynchronisation der Träger ist nicht nötig, aber eine minimale Kurzzeit-Frequenzstabilität (während der Pulsintegrationszeit) der u.U. freilaufenden Oszillatoren wird vorausgesetzt

10 - Keine hohen Forderungen an Bandbreite von Mischer und NF Verstärkern (oberhalb wählbarer Spiegelfrequenz  $f_a$ )

- Die Mittenfrequenz des Kreuzecho-Dopplers kann mit der PRF konstant gehalten werden, z.B. im Falle einer driftenden Trägerfrequenzdifferenz (Temperaturgang etc.)

15 - Aktive Unterdrückung ansonsten sporadisch auftretenden Übersprechens, welches in Sensorarrays bei nicht synchronisiertem Betrieb mit fester PRF auftritt, wenn der Kreuzecho-Doppler, z.B. aufgrund von Temperaturdrift der Trägerfrequenzen, zufällig in den Frequenz-Bereich der Direktechos ( $0 \dots f_D$ ) fällt

20 - Indirekte Überwachung der Trägerfrequenzen als Diagnosefunktion (Build-in-test)

- In Sensorarrays ist eine Kreuzecho-Senderidentifikation durch Schätzung der Trägerfrequenzdifferenz mittels identifizierter Kreuzecho-Doppler-Mittenfrequenz  $f_a$ , PRF und ganzzahligem Teil  $n$  des Quotienten von  $df$  und PRF möglich

- Übliche Pulskompressionsverfahren können zusätzlich eingesetzt werden

- Kostengünstige Hardware-Realisierung möglich, z.B.

Ausführungsvariante mit niedrigem Aufwand gemäß Figur 6:

30 Steuerbarer PRF-Generator mit PLL/DDS, analoger Bandpaß BP und Leistungsmessung/Einweg-Gleichrichter.

Der Aufwand für die erfindungsgemäße Einrichtung stellt sich folgendermaßen dar:

- Synchrone Pulsansteuerung nötig; (Verbindungsleitung oder durch Rückgewinnung der Sender-PRF aus dem Empfangssignal und Kompensation des Phasenversatzes mittels redundanter Messungen)

- 5      - Für die fa-Regelung muß die PRF unter Umständen in kleinen Schritten änderbar sein. Die Schritte müssen umso kleiner sein, je größer das Verhältnis  $df/PRF$  ist und je kleiner die Bandbreite eines Bandpasses gewählt wird
- 10     - In Sensorarrays ist je Nachbarsensor und I(Q) Signal eine Leistungsbestimmung des Kreuzecho-Dopplers erforderlich.

Nachfolgend werden verschiedene Ausführungsvarianten beschrieben.

- 15     Allen Varianten werden gewöhnliche Pulsradarköpfe gemäß Figur 1 unterstellt, das heißt jeder Sender enthält mindestens einen Trägerfrequenz-Oszillator und Modulator (oder schnellen Schalter) zur Pulsmodulation; jeder Empfänger enthält mindestens eine Pulsverzögerungseinheit,
- 20     einen Trägerfrequenz-Oszillator, einen Modulator (oder schnellen Schalter) zur Pulsmodulation und einen Mischer zur Herabsetzung des Empfangssignals (Figur 1). In einem Sensor-Array kann jeder Sensor aus Sender und Empfänger mit nur einem Trägerfrequenz-Oszillator, der Sender und Empfänger parallel speist, zusammengesetzt sein.

Die vorgeschlagene Einrichtung benötigt also keine Modifikation von üblichen Radarköpfen, wie sie auch zum monostatischen Betrieb benutzt werden. Allen

- 30     Ausführungsvarianten ist eine pulssynchrone Ansteuerung aller Sensoren, bzw. aller Sender und Empfänger und eine frequenzselektive Auswertung der I- und gegebenenfalls Q-Signale gemein. Unterschiede weisen die Varianten nur in der Signalverarbeitung der I(Q)-Signale auf.

Variante mit niedrigem Aufwand (Figur 6)

I- und gegebenenfalls Q-Signal werden mit analogen Bandpässen 31 mit konstanter Resonanzfrequenz  $f_{res}$  gefiltert. Dabei sorgt eine analoge oder digitale Regelung 32 der Mittenfrequenz  $f_a$  des Kreuzecho-Dopplers mittels der PRF dafür, dass bei Kreuzecho-Empfang stets maximale Leistung im Durchlassbereich der Bandpässe liegt. Die Leistungsschätzung  $y$  des Kreuzecho-Dopplers erfolgt durch analoge Auswertung des Bandpass-Ausgangssignals, z.B. einfache Gleichrichtung (Einweg-Gleichrichter/Square-Law-Detector) und Glättung. Zur digitalen Weiterverarbeitung (Detektion, Abstandsbestimmung z.B. durch Scanbetrieb, siehe Detektorausgänge  $c_I(\tau)$ ,  $c_Q(\tau)$ ) ist eine Abtastung 33 des Signals ( $y$ ) mit niedriger Rate möglich.

Variante mit mittlerem Aufwand (Figur 7)

Spectrum-Analyzer-Prinzip: I- und gegebenenfalls Q-Signal werden mit sinusförmigen Signalen von einer Monitorfrequenz  $f_{mon}$  gestimmten Oszillatoren 42, z.B. Direct Digital Synthesizer DDS, gemischt (multipliziert). Falls die Mittenfrequenz  $f_a$  des Kreuzecho-Dopplers in der Nähe von  $f_{mon}$  liegt, entsteht ein Tiefpaßsignal, dessen Leistung nach Tiefpassfilterung 41 analog oder digital geschätzt und wie bei der Ausführungsvariante mit niedrigem Aufwand ausgewertet werden kann. Der Vorteil dieser Variante ist, dass die Mittenfrequenz  $f_a$  nicht konstant gehalten werden braucht, sondern  $f_{mon}$   $f_a$  folgen kann. Zudem kann das gesamte Spektrum von  $0 \dots PRF/2$  auf externe Störungen überwacht werden. Überdies ist bereits eine Abtastung eines Tiefpaßsignals mit niedriger Rate und somit eine enge digitale Tiefpassfilterung und sehr genaue Leistungsbestimmung möglich.

Variante mit höherem Aufwand (Figur 8)

I- und gegebenenfalls Q-Signal werden pulssynchron das heißt mit Rate gleich momentane PRF, abgetastet 61. Anschließend folgt eine digitale Filterung mit einer Bandpass-Filterbank, vgl. Dopplerfilterbänke bei MTP-Radaren 62, und eine digitale Leistungsschätzung. Dies entspricht einer Schätzung des I-, Q-Leistungsdichte-Spektrums in Teilbereichen oder dem gesamten Spektrum, von  $0 \dots \text{PRF}/2$ . Hierzu kann auch eine numerisch effiziente FFT (Fast Fourier Transform) verwendet werden. Der Vorteil dieser Variante ist, dass Leistung und Mittenfrequenz eines Kreuzecho-Dopplers aus dem Spektrum sehr robust bestimmt werden können, auch wenn zunächst keine Informationen über die Mittenfrequenz aus der Vergangenheit vorliegen sollten (Fang- oder Scan-Modus). Es besteht maximale Flexibilität bezüglich der (digitalen) fa-Vorgabe/Regelung. Zudem ist eine sichere Detektion von Störsignalen möglich. In Sensor-Arrays können die Kreuzecho-Doppler aller Nachbarsensoren gleichzeitig überwacht werden.

Figur 9 zeigt zwei räumlich beabstandete Radarsensoren 71 und 72, die jeweils für Sende- und Empfangsbetrieb ausgerüstet sind. Die Direktechos sind mit 711 und 721 bezeichnet. Sie werden von der Wand 8 reflektiert. Das Objekt 9 im Nahfeld der Radarsensoren kann durch diese Direktechos nicht detektiert werden. Es ist nur über das Kreuzecho 92 zu detektieren. Das Kreuzecho 91 wird von der Wand 8 reflektiert. Im ebenfalls in Figur 9 dargestellten Kreuzecho-Rangescan erscheint der Kreuzecho-Doppler 92 bedingt durch die kürzere Laufzeit zuerst. Der Kreuzecho-Doppler 91 erscheint mit einer laufzeitbedingten Verzögerung. Die Auswertung des Kreuzecho-Dopplers führt zu einer Erhöhung der räumlichen Abtastung im Nahbereich (Winkelauflösung), erlaubt die Klassifikation von Objektkonturen und vergrößert die Redundanz insbesondere im Fernbereich, das heißt durch die beiden Meßwerte der Direktechos 711 und 721 und des Kreuzechos 91 kann



verifiziert werden, dass das Objekt 8 tatsächlich eine  
zusammenhängende Reflexionsfläche ist. Würden die  
Direktechos 711 und 721 eintreffen, das Kreuzecho 91 aber  
nicht, so könnte es sich um zwei verschiedene Objekte im  
5 Fernbereich handeln. Zu beachten ist jedoch, dass bei  
größerem Objekt 9 eine Abschattung des Kreuzechos 91 von der  
Wand 8 eintreten könnte. Um hier die Redundanz- und die  
Detektionssicherheit zu erhöhen, ist eine Kreuzecho-  
Auswertung von mehr als zwei Radarsensoren untereinander  
10 vorteilhaft (Sensor-Array).

27.03.02 Sk/Pz

5

ROBERT BOSCH GMBH, 70442 Stuttgart

10

Patentansprüche

15

20

1. Einrichtung für insbesondere bistatische Radaranwendungen bestehend aus mindestens zwei räumlich beabstandeten Radarsensoren (11, 12) für Sende- und/oder Empfangsbetrieb, wobei jedem Radarsensor (11, 12) ein unabhängiger insbesondere freilaufender Trägerfrequenz-Oszillator (21, 22) und ein Modulator (51, 52) zum Aufprägen von Pulsen einer Pulssignalquelle (3) auf das vom jeweiligen Trägerfrequenz-Oszillator (21, 22) abgegebene Ausgangssignal zugeordnet ist, wobei eine Zeitsynchronsteuerung der Pulse für mindestens zwei einander zugeordnete Sende-Empfangssensoren (11, 12) vorgesehen ist und wobei eine Auswerteeinrichtung (4) für Kreuzecho-Dopplersignale unter Verwendung einer Mischeinrichtung (7) für Sende- und Empfangssignale vorgesehen ist.

30

2. Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass eine gemeinsame Pulssignalquelle (3) für einander zugeordnete Radarsensoren (11, 12) für Sende- und Empfangsbetrieb vorgesehen ist.

35

3. Einrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Zeitsynchronsteuerung der Pulse durch Rückgewinnung der Sender-Pulswiederholrate (PRF) und der Kompensation des Phasenversatzes auf Basis der redundanten Kreuzecho-

Messungen (S11 $\leftrightarrow$ S12) und eventuell vorhandener Eigenecho-Messungen ermittelt wird.

5 4. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass zur Zeitsynchronsteuerung im Signalpfad zwischen der Pulssignalquelle (3) und dem Modulator (52) im Empfangszweig einer Verzögerungsschaltung (6) vorgesehen ist, die so einstellbar ist, dass eine Signalverzögerung der Pulse der Pulssignalquelle (3) entsprechend der Laufzeit der  
10 ausgesendeten Radarpulse bis zum Empfang nach deren Reflexion an mindestens einem Objekt zustande kommt.

15 5. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Auswerteeinrichtung (4) einen Mischer (7) enthält, dem einerseits das Sendesignal und andererseits ein zugeordnetes Direktecho- und/oder Kreuzecho-Dopplersignal zuführbar ist.

20 6. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Auswerteeinrichtung (4) derart ausgebildet ist, dass Signalanteile des Kreuzecho-Dopplers auswertbar sind, die im wesentlichen bei Frequenzen unterhalb der Pulswiederholrate liegen.

7. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Auswerteeinrichtung (4) derart ausgebildet ist, dass eine analoge Leistungsschätzung des Kreuzecho-Dopplers durchführbar ist.

30 8. Einrichtung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass zur analogen Leistungsschätzung des Kreuzecho-Dopplers ein oder mehrere Bandpässe mit nachfolgender analoger Leistungsschätzung des Bandpass-Signals vorgesehen sind.

9. Einrichtung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass das Mittel zur analogen Leistungsschätzung des Kreuzecho-Dopplers durch Abmischung mit einem durchstimmbaren Sinussignal und nachfolgender Tiefpassfilterung (Spectrum-Analyzer-Prinzip), vorgesehen sind.

10. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass Mittel zur Abtastung des I- und gegebenenfalls des Q-Empfangsignals mit der Pulswiederholrate vorgesehen sind, sowie Mittel zur digitalen Filterung und/oder Frequenzanalyse und/oder Leistungsschätzung des Kreuzecho-Dopplers (MTD-Prinzip).

11. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass Mittel zur kontinuierlichen oder zeitweisen Steuerung oder Regelung der Mittenfrequenz des Kreuzecho-Dopplers insbesondere durch Änderung der Pulswiederholrate vorgesehen sind.

12. Einrichtung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass eine Regelung der Mittenfrequenz des Kreuzecho-Dopplers anhand einer Leistungs- und/oder Frequenzschätzung des Kreuzecho-Dopplers ausführbar ist.

13. Einrichtung nach Anspruch 11 oder 12, dadurch gekennzeichnet, dass neben der kontinuierlichen Regelung der Mittenfrequenz des Kreuzecho-Dopplers ein Such- oder Fangmodus zum ersten oder erneuten Auffinden der Mittenfrequenz des Kreuzecho-Dopplers vorgesehen ist.

14. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, dass die Mittenfrequenz des Kreuzecho-Dopplers so steuerbar oder regelbar ist, dass eine gleichzeitige Auswertung von Eigen- und Kreuzechos möglich ist.

15. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 14, dadurch gekennzeichnet, dass Mittel vorgesehen sind, um die Mittenfrequenz des Kreuzecho-Dopplers so zu steuern oder zu regeln, dass ein Übersprechen von Kreuzechos in den (Doppler-) Frequenzbereich der Eigenechos unterdrückt wird.

16. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 15, dadurch gekennzeichnet, dass der Kreuzecho-Doppler zur Überwachung der Trägerfrequenzen der Trägerfrequenz-Oszillatoren (21, 22) als Diagnosefunktion vorgesehen ist.

17. Einrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 16, dadurch gekennzeichnet, dass eine Kreuzecho-Senderidentifikation anhand geschätzter Trägerfrequenz-Differenzen vorgesehen ist, die insbesondere auf Schätzungen der aktuellen Kreuzecho-Doppler-Mittenfrequenz, Schätzungen des ganzzahligen Teils des Quotienten von Trägerfrequenz-Differenz und Pulswiederholrate und der Kenntnis der aktuellen Pulswiederholrate beruhen.

18. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 17, dadurch gekennzeichnet, dass zusätzlich Pulskompression, z.B. Frequenz-Phasenmodulation, Intrapulskodierung, z.B. Pseudo-Noise-Kodierung, zur Erhöhung der Störfestigkeit und/oder Senderidentifikation eingesetzt wird.

19. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche 1 bis 16, dadurch gekennzeichnet, dass zusätzlich ein für beide Radarsensoren (11, 12) synchroner Puls-Jitter eingesetzt wird.

27.03.02 Sk/Pz

5

ROBERT BOSCH GMBH, 70442 Stuttgart

10 Einrichtung für insbesondere bistatische Radaranwendungen

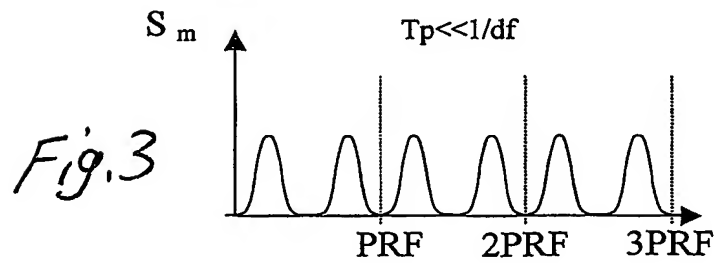
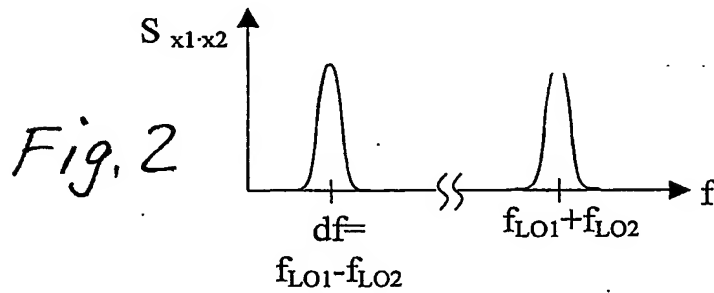
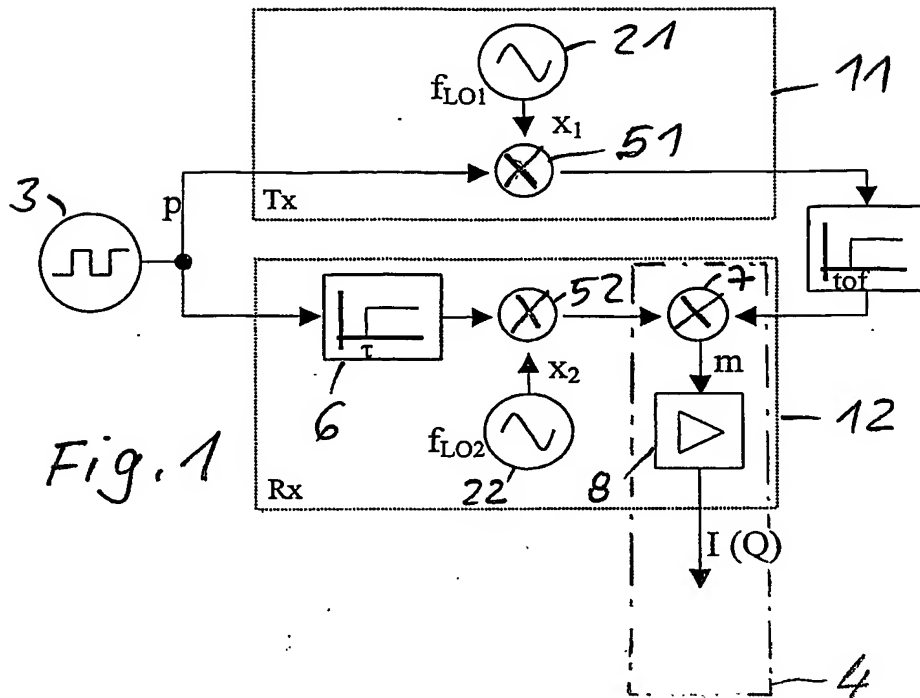
Zusammenfassung

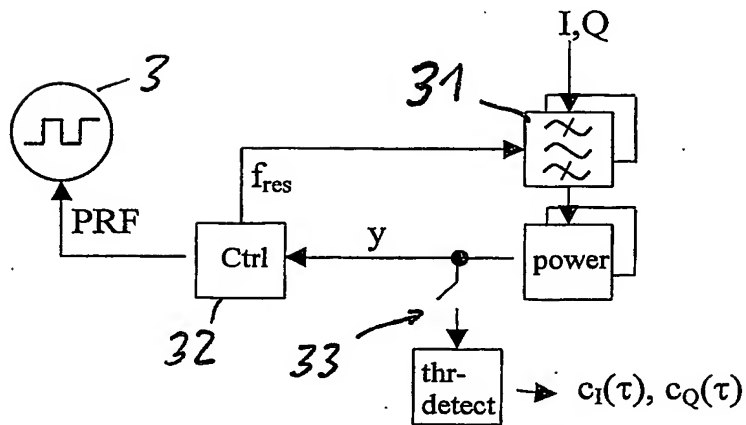
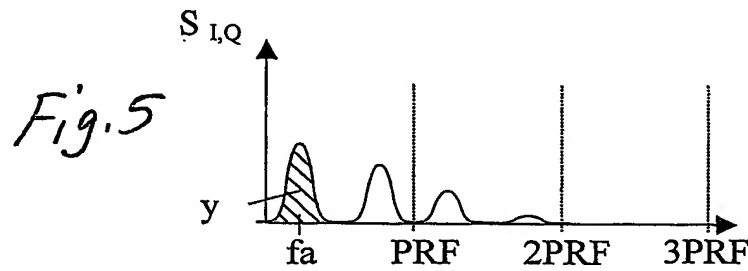
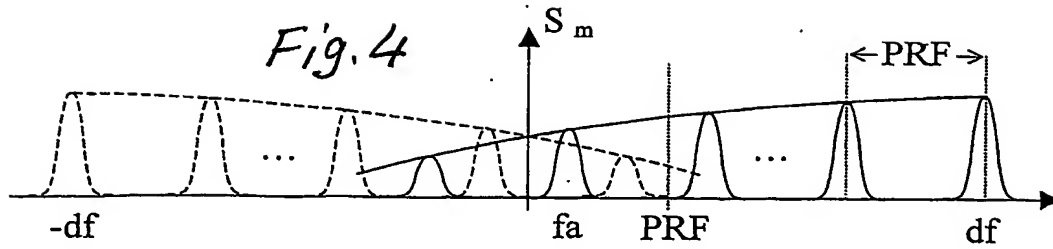
15

Bei einer Einrichtung für insbesondere bistatische Radaranwendungen sind mindestens zwei räumlich beabstandete Radarsensoren (11, 12) vorgesehen mit separaten Trägerfrequenz-Oszillatoren (21, 22), die nicht phasensynchronisiert sein müssen. Die Pulsmodulation erfolgt bei allen Sender- und Empfängerpaaren zeitsynchron. Mittels einer Auswerteeinrichtung (4), in der eine Mischung (7) der Sende- und Empfangssignale erfolgt, sind Kreuzecho-Signale auswertbar.

20

Figur (1)







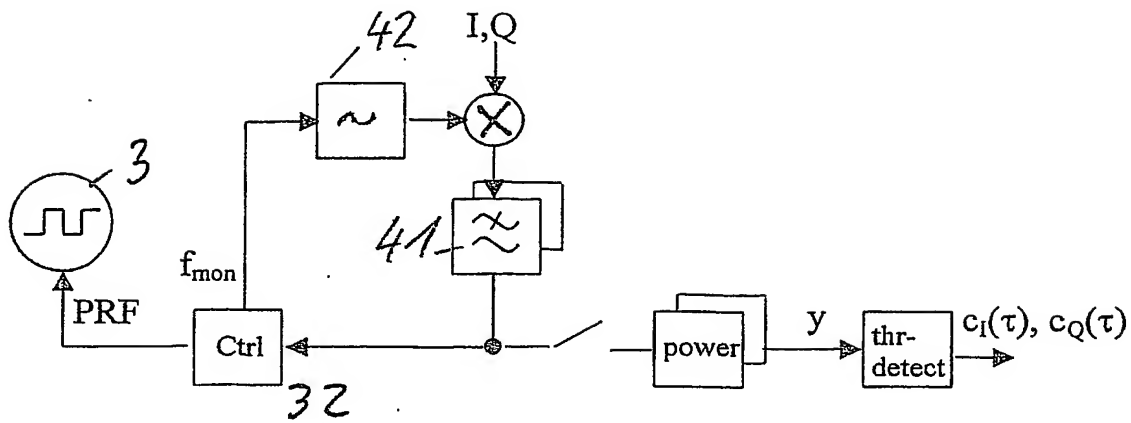


Fig. 7

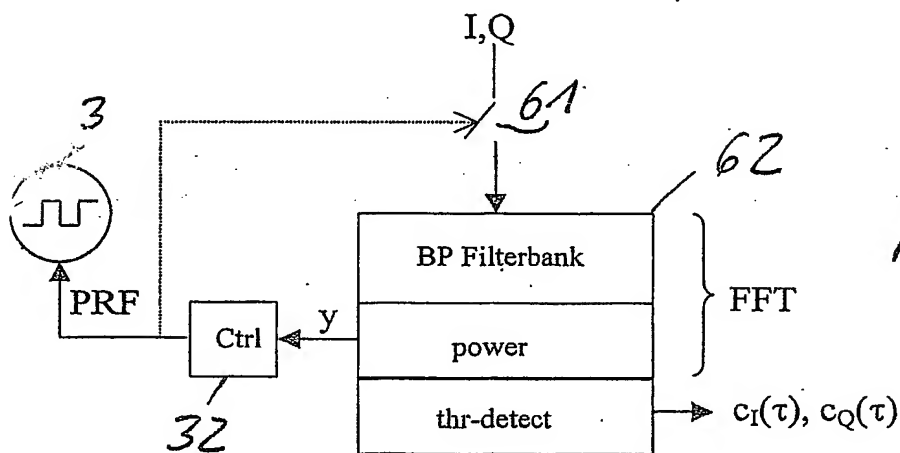


Fig. 8

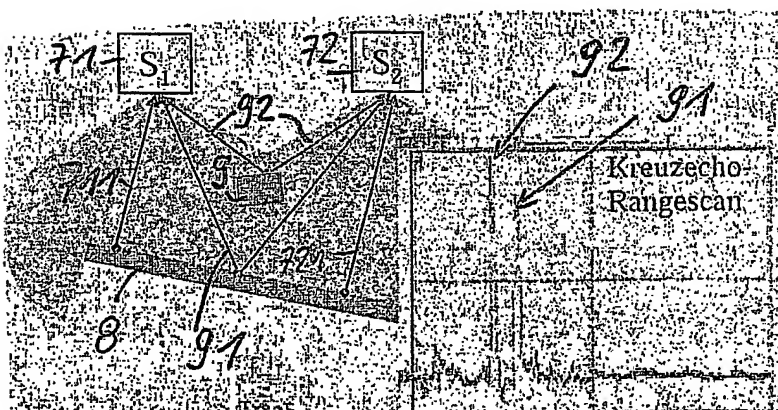


Fig. 9

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**